

**DIELECTRIC LINE**

Patent Number: JP57166701  
Publication date: 1982-10-14  
Inventor(s): NISHIDA SHIGEO; others: 02  
Applicant(s):: SHIGEO NISHIDA; others: 01  
Requested Patent: ☐ JP57166701  
Application Number: JP19810051021 19810403  
Priority Number(s):  
IPC Classification: H01P3/16 ; H01P3/02  
EC Classification:  
Equivalents: JP1425546C, JP62035281B

**Abstract**

**PURPOSE:** To suppress radiation at a curved and a discontinuous part by providing a dielectric strip as a line for an IC of a milliwave band between conductor flat plates arranged in parallel, specifying an interval between those conductor flat plates, and establishing an electromagnetic wave electric field in parallel to the conductor flat plates.  
**CONSTITUTION:** Metallic flat plates 1 and 2 are arranged in parallel at an interval (a), and their gap is filled with a dielectric medium 3; and a dielectric strip 4 which has a greater dielectric constant than the medium 3 is inserted. The interval (a) is set to  $\leq 1/2$  as long as the wavelength of an electromagnetic wave in the medium 3, and when an electromagnetic wave polarized in parallel to the flat plate 1 and 2 is propagated, its propagation energy is nearly confined in the strip 4 and propagated. The inequalities hold, where (t) is the width of the strip 4 and  $\lambda_0$  is the propagation wavelength of the electromagnetic wave in the medium 3; and  $\lambda_{S0}$  and  $\lambda_{S1}$  are the propagation wavelenth of a fundamental wave in TM mode propagating along the strip 4 when (a) is infinity and that of the 1st higher wave. Thus, the generation of higher waves is suppressed at the curved and discontinuous parts of the strip 4.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

⑬ 日本国特許庁 (JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報 (A)

昭57-166701

⑭ Int. Cl.<sup>3</sup>  
H 01 P 3/16  
3/02

識別記号

庁内整理番号  
6707-5 J  
6707-5 J

⑬ 公開 昭和57年(1982)10月14日

発明の数 1  
審査請求 未請求

(全 6 頁)

⑭ 誘電体線路

日立市日高町5丁目1番地日立  
電線株式会社電線研究所内

⑮ 特 願 昭56-51021

⑯ 出 願 人 西田茂穂

⑰ 出 願 昭56(1981)4月3日

仙台市白萩町35-8

⑱ 発 明 者 西田茂穂

⑰ 出 願 人 日立電線株式会社

仙台市白萩町35-8

東京都千代田区丸の内2丁目1  
番2号

⑲ 発 明 者 米山務

⑱ 代 理 人 弁理士 佐藤不二雄

仙台市袋原字小平12-17

⑳ 発 明 者 御子柴晃一

明 細 書

発明の名称 誘電体線路

特許請求の範囲

1. 2枚の導体平板1, 2を平行配置し、導体平板1, 2間に存在する誘電媒質3中に該媒質3よりも大なる誘電率の誘電体ストリップ4を挿入してなり、導体平板1, 2の間隔を電磁波の媒質3内波長の $\frac{1}{2}$ 以下とすると共に、電磁波の電界が主として導体平板1, 2に平行であるモードを形成せしめることを特徴とする誘電体線路。

2. 誘電体ストリップ4の媒質3に対する比誘電率を $\epsilon_r$ 、誘電体ストリップ4の幅を $t$ 、導体平板1, 2の間隔を $a$ 、媒質3内の電磁波の伝搬波長を $\lambda_0$ 、 $a$ を無限大と仮想したとき誘電体ストリップ4に沿って伝搬する電磁波の基本波TM<sub>0</sub>モードおよび第1高次波TM<sub>1</sub>モード伝搬波長をそれぞれ $\lambda_{B0}$ 、 $\lambda_{B1}$ とすると、

$$\sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{t}{\lambda_0} < 0.5 \text{ のときは } \frac{\lambda_0}{2} > a > \frac{\lambda_{B0}}{2} \text{ を、}$$

$$\sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{t}{\lambda_0} > 0.5 \text{ のときは } \frac{\lambda_{B1}}{2} > a > \frac{\lambda_{B0}}{2} \text{ を}$$

満足する構成であることを特徴とする特許請求の範囲第1項記載の誘電体線路。

3. 誘電体ストリップ4は導体平板1, 2に直角な平面の中央部において長手方向に分割され、この分割部に薄膜導体5が挿入された構成であることを特徴とする特許請求の範囲第1項または第2項記載の誘電体線路。

発明の詳細な説明

本発明はミリ波帯の集積回路用線路として好適な誘電体線路、特に曲りや不連続部分で放射を生じない非放射型誘電体線路に関するものである。ミリ波帯の集積回路では、金属線路としてマイクロストリップ線路が、また誘電体線路としてイメージ線路やインシュラ線路といったものが一般的に使用されている。

金属線路はミリ波帯で導体損失が非常に大きいという問題がある。

誘電体線路は直線部分での伝送損失は小さいが、曲りや不連続部分において放射が起こり、損失の異常な増加のみならず、近接線路への漏話など面

倒な問題点を有している。

本発明は前記した従来技術の問題点を解消するものであり、曲りや不連続部分で放射を生じない非放射性誘電体線路の提供を目的とするものである。

また、本発明は誘電体ストリップに沿う伝搬波が基本モード単一となる非放射性誘電体線路の提供を目的とするものである。

更に、本発明は所要の伝搬波である基本モードに影響を与えないで、第1, 3, 5・・・なる奇の高次モードを抑制できる非放射性誘電体線路の提供を目的とするものである。

以下、図面を参照しながら本発明について詳細に説明する。

まず、第1図に示すように、2枚の金属平板1, 2を間隔 $a$ でもつて平行配置し、この間を誘電媒質3で満たし、金属平板1, 2に平行に偏波した電磁波の伝搬を考える。

伝搬基本波の伝搬定数 $\beta_0$ は

$$\beta_0 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \dots\dots (1)$$

を生じない。

第3図は誘電体線路の横断面内での基本モードの電磁界分布の概略を示すものであり、電界は実線矢印で、磁界は破線矢印で示してある。誘電体ストリップ4内の電磁界はほぼ金属導波管中の電磁界に等しく、わずかに減衰性の界が周囲の媒質3中に漏れているにすぎない。

誘電体ストリップ4に沿う伝搬モードは、誘電体ストリップ4の幅 $t$ が小なる時は基本モードのみが存在し、このモードの存在する条件が金属平板1, 2の間隔 $a$ の下限を定めることになる。

幅 $t$ が大きくなると高次の伝搬モードが発生することになる。集積回路などでは、誘電体ストリップ4の曲りや不連続部分は避けられないので、この部分で高次モードが発生する。これは望ましくないので第1高次モードの発生条件が間隔 $a$ の上限を定めることになる。

以下、この点について詳細に説明する。

第2図に示すような誘電体線路の誘電体ストリップ4に沿って伝搬するX方向偏波を考える。

で与えられる。

ここで、物質は全て無損失と仮定してあり、 $\lambda_0$ は媒質3内の平面電磁波の伝搬波長である。 $\frac{2\pi}{\lambda_0}$ は媒質3内の平面電磁波の伝搬定数、つまり $a \rightarrow \infty$ の場合の伝搬定数を意味する。

(1)式において電磁波が遮断される条件は

$$\beta_0 < 0, \text{すなわち } a < \frac{\lambda_0}{2} \dots\dots (2)$$

であり、このとき金属平板1, 2に平行に偏波した電磁波は遮断されて伝搬しない。

ところが、第2図に示すように媒質3の誘電率よりも大なる誘電率の誘電体ストリップ4を金属平板1, 2の間に挿入すると、誘電体ストリップ4内では伝搬波長が短縮されるため、遮断状態が解消され、誘電体ストリップ4に沿って電磁波が伝搬する。

このような誘電体線路に対し、金属平板1, 2に平行に偏波した電磁波を伝搬させると、金属平板1, 2の遮断効果によつて放射波は伝搬せず、伝搬エネルギーは殆んど誘電体ストリップ4内に閉じ込められて放射損失はもとより、周囲への影響

このときの伝搬モードの伝搬定数 $\beta_T$ は(1)式と同様に

$$\beta_T^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \dots\dots (3)$$

で与えられる。

ここで、 $\lambda_0$ は $a \rightarrow \infty$ の場合の誘電体ストリップ4に沿って伝搬するTMモード(表面波)の伝搬波長である。

この $\lambda_0$ は次式によつて与えられることが知られている。

$$\lambda_0 = 2\pi \sqrt{\left(\frac{2\pi a^2}{\lambda_0^2} + P\right)} \dots\dots (4)$$

$\lambda_0$ は(1)式のもと同じであり、 $P$ は次式から定められる。

偶モードでは

$$P = \frac{q}{\epsilon_r} \tan\left(\frac{qt}{2}\right) \dots\dots (5)$$

奇モードでは

$$P = -\frac{q}{\epsilon_r} \tan\left(\frac{qt}{2}\right) \dots\dots (6)$$

$q$ は次式で与えられる。

$$P^2 + q^2 = (\epsilon_r - 1) \left(\frac{2\pi}{\lambda_0}\right)^2 \dots\dots (7)$$

なお、 $\epsilon_r$ は誘電体ストリップ4の媒質3に対する比誘電率で $\epsilon_r > 1$ である。

誘電体ストリップ4の幅 $t$ に対して、(5)、(6)式の解が有限個得られるが、その中で最も値の小さい基本波 $TM_0$ モードの伝搬波長 $\lambda_{00}$ は(5)式から、また次の大きさをもつ第1高次波 $TM_1$ モードの伝搬波長 $\lambda_{01}$ は(6)式から得られ、

$$\lambda_{00} > \lambda_{00} > \lambda_{01} \quad \dots \dots (8)$$

である。

なお、(3)式によれば、基本モードが伝搬する条件は、 $(\beta r) \lambda_{00} > 0$ 、すなわち $a > \frac{\lambda_{00}}{2} \dots (9)$ であり、第1高次モードが伝搬しない条件は

$$(\beta r) \lambda_{01} < 0, \text{すなわち } a < \frac{\lambda_{01}}{2} \dots (10)$$

である。

以上を総合すると、周囲の媒質3内で伝搬が遮断され、誘電体ストリップ4に沿う伝搬波が基本モード単一であるための条件は、(2)、(9)、(10)式を同時に満足することと云い得る。

ところが、(6)、(7)式からわかるように、第1高次モードが存在するのは $\sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{t}{\lambda_{00}} > 0.5$ のときであるから、次の結論が得られる。

$$\sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{t}{\lambda_{00}} < 0.5 \text{ のとき}$$

を推定するのに役立つ。

例えば $\frac{a}{\lambda_{00}} = 0.45$ とすれば $a_0 \lambda_0 = 3.0 \text{ dB}$ となり、誘電体ストリップを1波長程度の間隔で多数並べても、それらの間の干渉は殆んど問題にならないことを示している。

本発明の誘電体線路の伝送損失 $\alpha_t$ は主として金属平板1、2の導体損 $\alpha_c$ と誘電体ストリップ4の誘電体損 $\alpha_d$ の和で与えられる。

第5図は金属平板1、2に銅( $\sigma = 5.8 \times 10^9 \text{ S/m}$ )を、誘電体ストリップ4にポリスチレン( $\epsilon_r = 2.56$ 、 $\tan \delta = 10^{-4}$ )を用いた場合の周波数500Hzにおける伝送損失を示したものである。この線路の損失はインシュラ線路と同程度、あるいは若干小さくなる。

第6図は誘電体ストリップ4の中央部の長手方向に沿って金属薄板5を挿入し、誘電体ストリップ4を分割型とした実施例を示すものである。

かかる構成においても、金属平板1、2に平行に偏波した電磁波エネルギーは殆んど誘電体ストリップ4内に閉じ込められ放射を生じない。

$$\left. \begin{aligned} \frac{\lambda_{00}}{2} > a > \frac{\lambda_{01}}{2} \\ \sqrt{\epsilon_r - 1} \frac{t}{\lambda_{00}} > 0.5 \text{ のとき} \\ \frac{\lambda_{01}}{2} > a > \frac{\lambda_{00}}{2} \end{aligned} \right\} \dots \dots (11)$$

第4図は媒質3を空気とし、誘電体ストリップ4としてアルミナ( $\epsilon_r = 9.6$ )、石英ガラス( $\epsilon_r = 3.8$ )、ポリスチレン( $\epsilon_r = 2.56$ )を用いた場合における(11)式をグラフ化したものである。曲線Aは $a = \frac{\lambda_{00}}{2}$ を表わし、伝搬波基本モードの遮断条件を示す。

曲線Bは $a = \frac{\lambda_{01}}{2}$ を表わし、第1高次モードの遮断条件を示す。また、直線Cは $a = \frac{\lambda_{00}}{2}$ を表わし、媒質3内伝搬波の遮断条件を示す。

(11)式は曲線A、Bおよび直線Cで囲まれた領域を意味する。

したがって、非放射型誘電体線路の設計定数は、この領域内にあるように選定する必要がある。

なお、第4図の上部横軸には、周囲の媒質3内の電磁波の1波長当りの減衰量が示してあるが、これは誘電体線路で作られる回路間の干渉の程度

また、第2図に示した誘電体線路よりも次の点で優れた効果を奏する。すなわち、第1は誘電体ストリップ4の幅 $t$ を大きくした場合でも所要の伝送波である基本モードに何らの影響を与えず、第1、3、5...なる奇の高次モードを抑制し、第2は金属平板1、2に直角な偏波の $TE$ 基本モード(2枚の金属平板1、2の中央の平面に対して幾何学的対称な構造であれば発生しないが)の伝搬を抑制する。

本発明において使用される誘電体ストリップの断面形状としては、これまでに述べてきた長方形状に限定されるものでなく、第7図(1)~(4)に示すような種々の形状のものが利用できる。

要は金属平板1と2の中央の面に対して幾何学的に対称な形状とすれば、金属平板1、2に直角な偏波のモードは抑制され、平行な偏波のモードのみが伝搬される。

本発明の誘電体線路はその特性上、金属導波管回路素子と同じような回路素子を殆んど実現できる。

第8図(イ)～(ウ)はその代表的な例の平面図を示すものであり、(イ)はベンド、(ロ)は直角曲り、(ハ)はT分岐、(ニ)はY分岐、(ホ)はクロス分岐、(ヘ)はリングブリッジ、(ト)は方向性結合器、(チ)は誘電体共振器、(リ)はフィルタ、(ヌ)は無反射終端、(ル)はアイソレータ、(ロ)はサーキュレータへの適用例をそれぞれ示し、各図において、1は金属平板を、4は誘電体ストリップを示している。

なお、(リ)において、誘電体ストリップ4は、所定間隔毎に異なる高さあるいは厚さの誘電体4<sub>1</sub>、4<sub>2</sub>、4<sub>3</sub>が挿入されて構成されており、(ヌ)において6は吸収体であり、(ル)において7は直流磁界印加フェライト、8は吸収体であり、(ロ)において9は直流磁界印加フェライトである。

以上説明してきた通り、本発明の誘電体線路は平行配置された導体平板の間に誘電体ストリップを設け、導体平板の間隔 $a$ を $a < \frac{\lambda}{2}$ とし、かつ電磁波の電界が主として導体平板に平行であるモードを形成せしむる構成であるため、電磁波エネルギーの殆んどは誘電体ストリップ内を伝搬する

ことになり、誘電体ストリップに曲りや不連続部が存在しても放射を生じないようになる。

また、導体平板の間隔および誘電体ストリップの幅を適宜選択することにより、伝搬波を基本モード単一とすることが可能になる。

更に、誘電体ストリップをその中央部の長手方向に沿って分割し、この部分に導体薄膜を挿入することにより、誘電体ストリップの幅を大きくした場合でも、基本モードに影響を与えないで第1、3、5・・・なる奇の高次モードの抑制が可能となる。

#### 図面の簡単な説明

第1図は金属平板間にある媒質を満たした場合の電磁波の伝搬状態の説明図、第2図は本発明の一実施例の説明図、第3図は本発明線路の断面内での基本モードの電磁界分布の説明図、第4図は本発明線路における基本モードのみが存在する領域の説明図、第5図は本発明線路における伝送損失の説明図、第6図は本発明の他の実施例の説明図、第7図は本発明線路における誘電体ストリップ

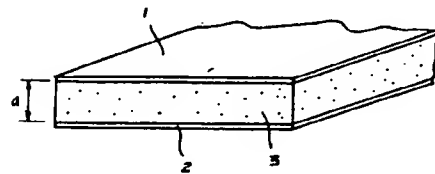
の断面形状の説明図、第8図は本発明線路の回路素子への適用例の説明図である。

- 1、2：導体平板（金属平板）、  
3：誘電体媒質、4：誘電体ストリップ、  
5：導体薄膜（金属薄膜）。

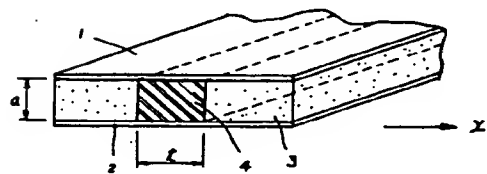
代理人 井理士 佐藤 不二雄



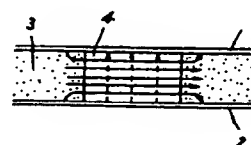
第 1 図



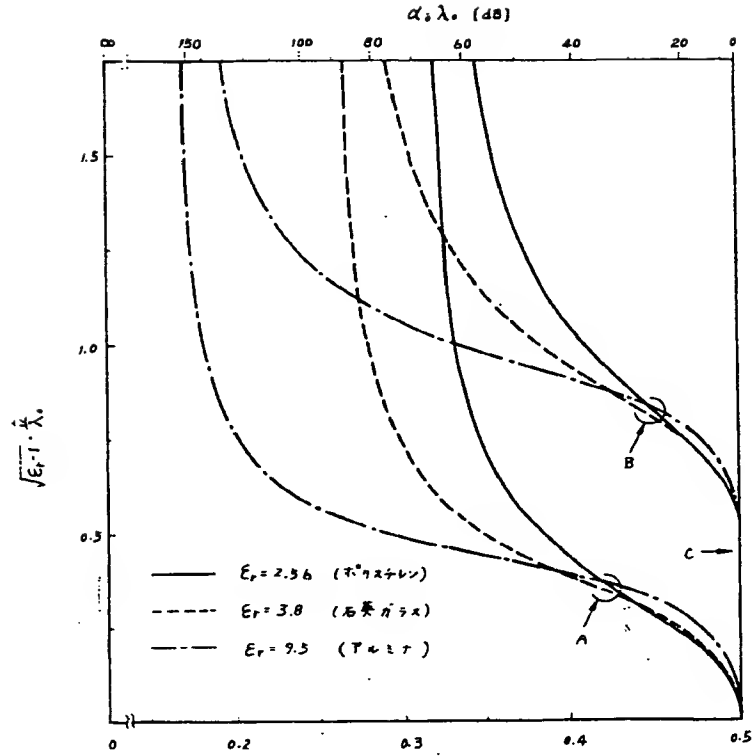
第 2 図



第 3 図

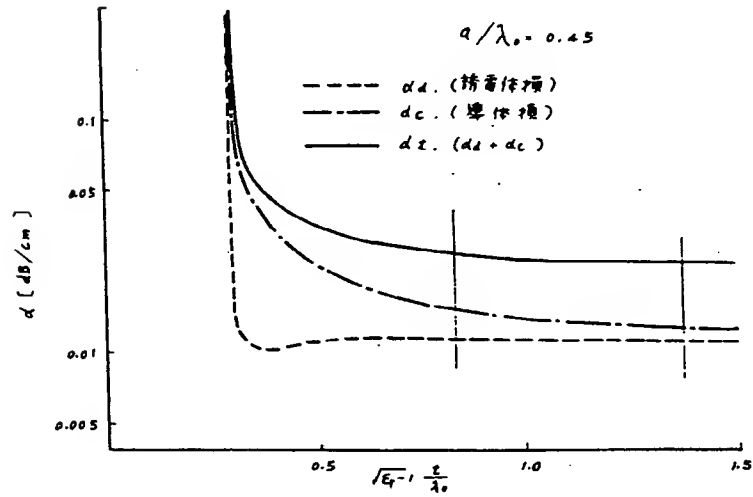


才 4 図

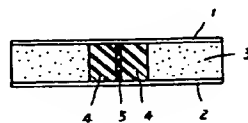


才 5 図

$\epsilon_r = 2.56$   $f = 50 \text{ GHz}$



才 6 図



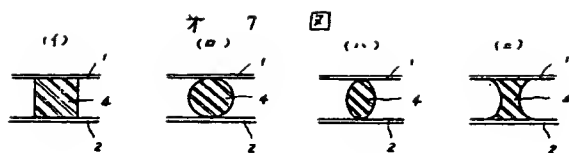


Figure 8

